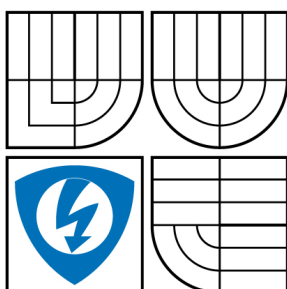




**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLGIÍ**  
**ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## **PŘEHLED, NÁVRH A ANALÝZA RŮZNÝCH TYPŮ ZDROJŮ PROUDU.**

REVIEW, DESIGN AND ANALYSIS OF VARIOUS TYPES OF CURRENT SOURCES

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S THESIS

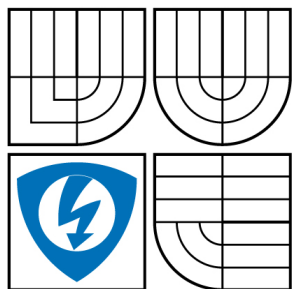
**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

**JIŘÍ KACAFÍREK**

**VEDOUcí PRÁCE**  
SUPERVISOR

**Ing. ROMAN PROKOP**

BRNO 2008



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Mikroelektronika a technologie

**Student:** Kacafírek Jiří

**ID:** 78145

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2007/2008

## NÁZEV TÉMATU:

**Přehled, návrh a analýza různých typů zdrojů proudu.**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Zpracujte přehledově různé typy zdrojů proudu, a to jak referenční zdroje proudu, tak i různé typy proudových zrcadel. Tato zapojení porovnejte z hlediska přesnosti, výstupního odporu a vhodnosti pro mikroelektronický návrh. Dle získaných výsledků navrhnete jeden optimální referenční zdroj proudu 5 uA včetně proudového opakováče v technologii CMOS. Použijte software Cadence nebo PSpice.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 5.10.2007

**Termín odevzdání:** 30.5.2008

**Vedoucí práce:** Ing. Roman Prokop

**prof. Ing. Radimír Vrba, CSc.**

*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Jiří Kacafírek  
Bytem: Rantířov 106, 588 41, Rantířov  
Narozen/a (datum a místo): 25.1.1986, Jihlava

(dále jen "autor")

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 244/53, 60200 Brno 2  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
Ing. Zdenka Rozsivalová

(dále jen "nabyvatel")

## Článek 1

### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce

jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Přehled, návrh a analýza různých typů zdrojů proudu.

Vedoucí/školicel VŠKP: Ing. Roman Prokop

Ústav: Ústav mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: .....

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

- ☐ tištěné formě - počet exemplářů .....
- ☐ elektronické formě - počet exemplářů .....

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

## **Článek 2**

### **Udělení licenčního oprávnění**

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
  - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
  - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## **Článek 3**

### **Závěrečná ustanovení**

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: .....

.....

Nabyvatel

.....

Autor

## Abstrakt:

Předkládaná práce je rozbor několika typů proudových zrcadel a referenčních zdrojů proudu a návrh zdroje proudu  $5\mu\text{A}$  v technologii CMOS  $0.7\mu\text{m}$ . Navržená proudová reference pracuje na principu rozdílu prahového napětí dvou PMOS tranzistorů. Rozptyl výstupního proudu je  $I_{OUT} = (4,3 \div 5,75)\mu\text{A}$  v rozsahu teplot  $\tau = (-20 \div 80)^\circ\text{C}$ . Na výstupu je kaskodové proudové zrcadlo s výstupním odporem větším než  $3\text{G}\Omega$ .

## Abstract:

This work is review and analysis of some types of current mirrors and current reference sources and design of  $5\mu\text{A}$  current source, implemented in a  $0.7\mu\text{m}$  CMOS process. The designed current source uses PMOS transistors with different  $U_{Th}$ . Output current rejection is  $I_{OUT} = (4,3 \div 5,75)\mu\text{A}$  in the range  $\tau = (-20 \div 80)^\circ\text{C}$ . On the output is cascode mirror with output resistance more than  $3\text{G}\Omega$ .

## Klíčová slova:

zdroj proudu, proudová reference, proudové zrcadlo, CMOS, layout

## Keywords:

current source, current,reference, current mirror, CMOS, layout

## Bibliografická citace díla:

KACAFÍREK, J. *Přehled, návrh a analýza různých typů zdrojů proudu..* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 41 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Roman Prokop.

## Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. 5. 2008

.....

## Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Prokopovi za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů a při problémech s Cadence.

# Obsah

<b>1 ÚVOD .....</b>	<b>8</b>
<b>2 PROUDOVÁ ZRCADLA .....</b>	<b>9</b>
2.1 PARAMETRY PROUDOVÝCH ZRCADEL .....	9
2.1.1 Výstupní odpor .....	9
2.1.2 Minimální výstupní napětí .....	9
2.1.3 Přesnost zrcadlení .....	9
2.1.4 Vliv nepřesnosti rozměrů tranzistorů chybě výstupního proudu .....	10
2.1 JEDNODUCHÉ(WIDLAROVO) PROUDOVÉ ZRCADLO .....	10
2.1.1 Návrh jednoduchého PZ .....	10
2.1.2 Výstupní odpor .....	11
2.1.3 Minimální výstupní napětí .....	12
2.2 WILSONOVO PROUDOVÉ ZRCADLO .....	12
2.2.1 Výstupní odpor .....	13
2.2.2 Minimální výstupní napětí .....	13
2.3 VYLEPŠENÉ WILSONOVO PROUDOVÉ ZRCADLO .....	14
2.3.1 Výstupní odpor .....	14
2.3.2 Minimální výstupní napětí .....	14
2.4 KASKODOVÉ PROUDOVÉ ZRCADLO .....	15
2.4.1 Výstupní odpor .....	15
2.4.2 Minimální výstupní napětí .....	15
2.5 UPRAVENÉ KASKODOVÉ PZ PRO NIŽŠÍ MINIMÁLNÍ $U_{OUT}$ .....	16
2.5.1 Výstupní odpor .....	16
2.5.2 Minimální výstupní napětí .....	17
2.6 PZ S REGULOVANOU KASKODOU .....	17
2.6.1 Výstupní odpor .....	18
2.6.2 Minimální výstupní napětí .....	18
2.7 POROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH PZ .....	18
<b>3 REFERENČNÍ ZDROJE PROUDU .....</b>	<b>23</b>
3.1 JEDNODUCHÁ PROUDOVÁ REFERENCE .....	23
3.2 SELF-BIASED PROUDOVÁ REFERENCE .....	24
3.2.1 Startovací obvod .....	25
3.3 PROUDOVÁ REFERENCE VYUŽÍVAJÍCÍ $U_{BE}$ PARAZITNÍHO BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU .....	25
3.4 PROUDOVÁ REFERENCE VYUŽÍVAJÍCÍ TEPLOTNÍHO NAPĚTÍ $U_T$ .....	26
3.5 PROUDOVÁ REFERENCE VYUŽÍVAJÍCÍ ROZDÍLU $V_{Th}$ .....	28
3.5.1 Napěťové reference .....	28
3.5.2 Převodník napětí/proud .....	29
<b>4.NÁVRH ZDROJE PROUDU .....</b>	<b>29</b>
4.1 NÁVRH ZAPOJENÍ .....	30
4.1.1 Zdroj referenčního proudu .....	31
4.1.2 Startovací obvod .....	32
4.1.3 Kmitočtová kompenzace .....	32
4.1.4 Výstupní proudové zrcadlo .....	33
4.2 CHARAKTERIZACE ZAPOJENÍ .....	34
4.2.1 Závislost na napájecím napětí .....	34
4.2.2 Závislost na procesu a teplotě .....	34
4.2.3 Výstupní odpor .....	35
4.2.3 Spouštění obvodu a spotřeba .....	36
<b>5. ZÁVĚR.....</b>	<b>38</b>

# 1 Úvod

Většina bloků integrovaných obvodů využívá k nastavení pracovního bodu zdroje proudu, z toho plyne, že na přesnosti tohoto zdroje velmi záleží vlastnosti celého obvodu. V případě nepřesného zdroje proudu a tedy nesprávného nastavení pracovního bodu může mít obvod větší spotřebu, menší rychlost a v horším případě nemusí pracovat vůbec. Proto je důležité navrhnout zdroj proudu s ideálními vlastnostmi pro daný obvod. Obecně však platí že bychom se měli co nejvíce přiblížit ideálnímu zdroji proudu, tzn. co největší výstupní odpor, nezávislost výstupního proudu na teplotě, napájecím napětí a dalších okolních vlivech.

V praxi bývá zdroj proudu složen z referenčního zdroje proudu, který může být dále odvozen od zdroje napětí, takovýto referenční zdroj proudu však nesplňuje požadavky na výstupní odpor, proto se za referenční zdroj ještě zapojuje proudový opakovač, nejčastěji proudové zrcadlo, proudových zrcadel je opět několik druhu, každé se svými specifickými vlastnostmi. Pomocí proudových zrcadel můžeme jeden referenční proud převádět do více větví a navíc můžeme měnit převodní poměr zrcadla a tak lze z jediného zdroje proudu odvodit všechny proudy v IO.

Cílem této práce je analýza funkce a porovnání vlastností několika typů proudových zrcadel a proudových referencí. A poté návrh konkrétního řešení zdroje proudu  $5\text{ }\mu\text{A}$  v technologii CMOS včetně návrhu layoutu a analýza jeho vlastností.



## 2 Proudová zrcadla

Proudová zrcadla jsou v podstatě zdroje proudu řízené proudem, pracující však pouze s jednou polaritou proudu.

### 2.1 Parametry proudových zrcadel

Hlavní parametry, které ovlivňují výběr konkrétního řešení proudového zrcadla jsou výstupní odpor, minimální výstupní napětí, přesnost zrcadlení, případně další parametry z hlediska návrhu layoutu, jako je například plocha na čipu a nebo vliv nepřesnosti rozměrů tranzistorů chybě výstupního proudu.

#### 2.1.1 Výstupní odpor

Výstupní odpor je závislost výstupního proudu na výstupním napětí v okolí pracovního bodu. V ideálním případě by byl výstupní odpor nekonečno. Jeho velikost ovlivňuje výstupní odpor jednotlivých výstupních tranzistorů  $r_{ds}$ , který je závislý na délce kanálu, a transkonduktanci  $g_m$  která je závislá na pracovním proudu a na  $\beta$ .

#### 2.1.2 Minimální výstupní napětí

Minimální napětí na výstupu je úbytek napětí na výstupních tranzistorech zrcadla. Odečtením tohoto napětí od napájecího napětí dostaneme maximální výstupní napětí (výstupní dynamický rozsah), udává nám tedy, jaké napětí zbývá na zátěži. V ideálním případě je tento rozsah celé napájecí napětí  $U_N$ , což v praxi nikdy nejsme schopni dosáhnout, protože tranzistor na výstupu musí být v saturaci (úbytek řádově desetiny voltu), pokud je na výstupu zrcadla více tranzistorů může tento úbytek dosahovat až 2 V. Pro zvětšení výstupního rozsahu je tedy potřeba, aby na výstupu byl co nejmenší počet tranzistorů, což odporuje požadavku pro co největší výstupní odpor, je tedy potřeba určit priority návrhu a podle toho zvolit vhodné zapojení.

#### 2.1.3. Přesnost zrcadlení

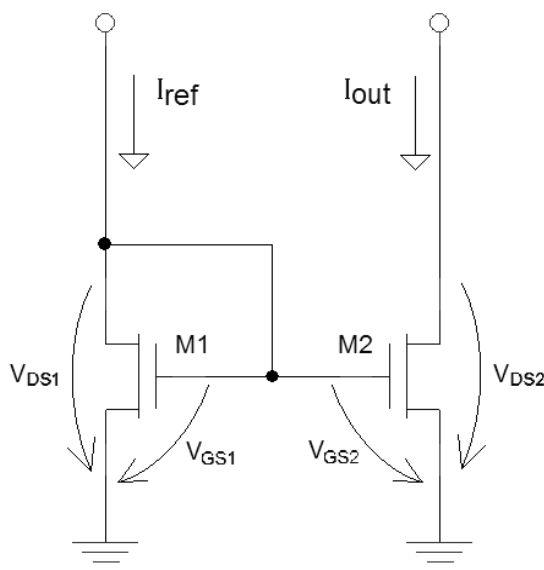
Přesnost zrcadlení udává v jakém poměru se změní výstupní proud oproti vstupnímu. Ideální je v tomto případě 1, tedy přesné kopírování vstupního proudu. Pokud chceme porovnávat přesnost několika typů proudových zrcadel, je nutné toto měřit při stejném napětí na výstupu pro všechna zrcadla, abychom při tomto porovnání omezili vliv výstupního odporu jednotlivých zrcadel, zároveň by toto napětí mělo být větší, než je největší minimální napětí na výstupu z porovnávaných typů zrcadel, aby byla zaručena jejich správná funkce a nedošlo tak ke zkreslení výsledků.

### 2.1.4 Vliv nepřesnosti rozměrů tranzistorů chybě výstupního proudu

Chyba výstupního proudu může být způsobena nepřesností výrobního procesu. Tento jev lze omezit při návrhu zapojení a to zvětšením tranzistorů a pak také při návrhu layoutu pomocí několika zásad, které pomáhají dosažení shodných(matched) tranzistorů, jako například stejná orientace tranzistorů, paralelní rozdělení tranzistorů a jejich proložení a použití dummy prvků.

## 2.1 Jednoduché(Widlarovo) proudové zrcadlo

Je složeno ze dvou tranzistorů stejného typu a v ideálním případě i s naprosto shodnými parametry.



Obrázek 2.1: Obyčejné proudové zrcadlo

Referenční proud teče přes tranzistor M1, který je v diodovém zapojení. Referenční proud vytvoří na tranzistoru úbytek  $U_{GS1}$  podle závislosti popisující vstupní charakteristiku tohoto tranzistoru. Jak je patrné ze schématu  $U_{GS1} = U_{GS2}$ , úbytek na M1 tedy nastavuje pracovní bod tranzistoru M2. Pokud budou oba tranzistory shodné a budou-li mít oba tranzistory podobné  $U_{DS}$ , bude  $I_{ref} = I_{out}$

### 2.1.1 Návrh jednoduchého PZ

Zvolíme si velikost napětí  $\Delta U_{GS}$ , což je

$$\Delta U_{GS} = U_{GS} - U_{Th} \quad (2.1)$$

Napětí  $U_{Th}$  je prahové napětí (threshold voltage), jeho velikost je závislá na použité technologii výroby a jeho hodnotu musíme najít v katalogu. Já jsem použil hodnotu

$U_{Th} = 0,75V$ , hodnotu  $\Delta U_{GS}$  jsem zvolil  $\Delta U_{GS} = 200mV$ , toto napětí zajistí, že tranzistory budou v saturaci, což je nutná podmínka správné funkce.

Z rovnice 2.2 [2] vyjádříme poměr  $\frac{W}{L}$ , viz 2.3:

$$I_D = \frac{K_P \cdot W}{2L} \Delta U_{GS}^2, \quad (2.2)$$

a z toho

$$\frac{W}{L} = \frac{2I_D}{K_P \cdot \Delta U_{GS}^2}. \quad (2.3)$$

Zadaný zrcadlený proud máme  $I_{ref} = I_D = 5 \mu A$ .

$K_P$  je technologický parametr, jeho typická hodnota pro NMOS tranzistor je  $K_P = 9 \cdot 10^{-5} A \cdot V^{-2}$ .

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 10^{-5} \cdot 0,2^2} = 2,778$$

Zvolíme délku kanálu  $L = 5 \mu m \Rightarrow W = 2,778 \cdot 5 \doteq 13,9 \mu m$ .

Závislost výstupního proudu na vstupním je popsána následující rovnicí:

$$I_{out} = I_{ref} \frac{\beta_2}{\beta_1}, \quad (2.4)$$

kde[2]

$$\beta = \frac{W}{L} K_P. \quad (2.5)$$

Pokud chceme, aby  $I_{D1} = I_{D2}$  neboli  $I_{ref} = I_{out}$ , musí být podle rovnice 2.4 parametr  $\beta$  obou tranzistorů stejný. Pokud bychom chtěli jiný výstupní proud, lze toho snadno dosáhnout různými poměry  $\frac{W}{L}$ .

### 2.1.2 Výstupní odpor

Protože je na výstupu pouze jeden tranzistor bude výstupní odpor záviset na výstupním proudu a na parametru  $\lambda$  (koeficient modulace  $L$ ) tranzistoru M2[2]

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda \cdot I_{out}}. \quad (2.6)$$

Pro  $L = 5\mu m$  je parametr  $\lambda = 0,01V^{-1}$ , výstupní proud máme  $I_{out} = 5\mu A$ , po dosazení dostaneme

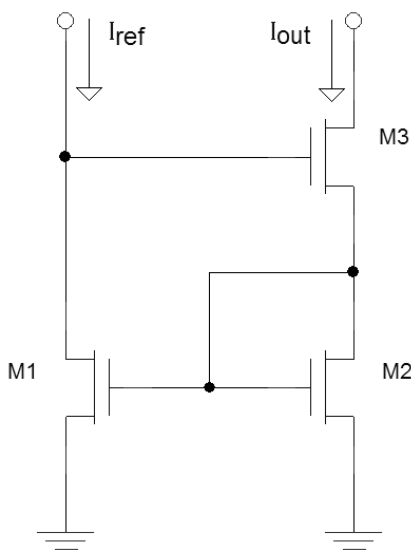
$$r_{out} = r_{ds} = \frac{1}{0,01 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{20M\Omega}}.$$

### 2.1.3 Minimální výstupní napětí

To je dáno pouze saturačním napětím zvýšeným o (mnou zvolenou hodnotu)  $150mV$ , aby byl tranzistor bezpečně v saturaci. Minimální výstupní napětí tedy bude[1]:

$$U_{DS,min} = U_{DS,sat} + 150 \text{ mV} = \Delta U_{GS} + 150 \text{ mV} = 200 \text{ mV} + 150m = \underline{\underline{350 \text{ mV}}} \quad (2.7)$$

## 2.2 Wilsonovo proudové zrcadlo



Obrázek 2.2: Wilsonovo proudové zrcadlo

Oproti jednoduchému proudovému zrcadlu(PZ) má Wilsonovo PZ na výstupu navíc tranzistor M3, který vytváří zpětnou vazbu, která zvyšuje výstupní odpor. Nevýhodou tohoto zapojení je rozdílné napětí drain-source tranzistorů M1 a M2, tento rozdíl způsobuje systematickou chybu výstupního proudu. To je patrné z rovnice[2]

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (U_{GS} - U_{Th})^2 [1 + \lambda(U_{DS})], \quad (2.8)$$

oba tranzistory mají shodné  $\beta, \lambda, U_{GS}, U_{Th}$  i  $U_{DS,sat}$  pokud tedy budou mít rozdílné  $U_{DS}$ , projeví se to, v závislosti na  $\lambda$ , také na výstupním proudu  $I_D$ .

### 2.2.1 Výstupní odpor

Z malosignálového modelu lze odvodit rovnici[1]

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m2}} + r_{ds3} \left[ 1 + \frac{g_{m3}}{g_{m2}} (1 + g_{m1} \cdot r_T) \right] \cong r_{ds3} \cdot g_{m1} \cdot \frac{r_{ds1}}{2} \quad (2.9)$$

První člen bude o několik řádů menší, než výsledek a lze ho tedy zanedbat. Protože tranzistory teče stejný proud, poměr  $\frac{g_{m3}}{g_{m2}}$  se bude blížit 1 a lze ho tedy také zanedbat. Odpor

$r_T$  je paralelní kombinace  $r_{ds1}$  a výstupního odporu referenčního zdroje  $R_L$ , za předpokladu, že bude přibližně stejný jako  $r_{ds1}$ , tedy že na výstupu referenčního zdroje je jeden tranzistor, bude tedy platit

$$r_T = \frac{r_{ds1}}{2}. \quad (2.10)$$

Hodnotu  $g_m$  vypočteme pomocí rovnice[2]

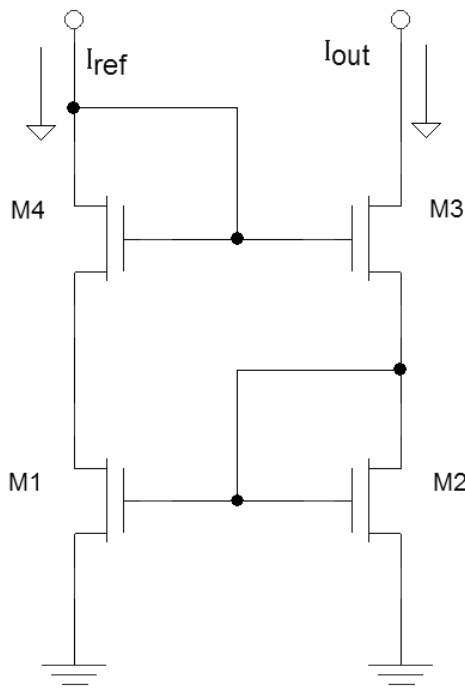
$$g_m = \sqrt{2 \cdot K_P \cdot \frac{W}{L} \cdot I_D}. \quad (2.11)$$

### 2.2.2 Minimální výstupní napětí

Minimální výstupní napětí je součet  $U_{GS}$  na tranzistoru M2, které se bude pohybovat okolo 1V a „bezpečné“ saturační napětí tranzistoru M3, které je popsáno vzorcem 2.7, což je velký nárůst oproti předchozímu PZ.

$$U_{O,\min} = U_{GS} + U_{DS,\min} \quad (2.12)$$

## 2.3 Vylepšené Wilsonovo proudové zrcadlo



Obrázek 2.3: Vylepšené Wilsonovo proudové zrcadlo

Tento obvod je Wilsonovo PZ vylepšené tranzistorem M4 na vstupu, který vyrovnává napěťovou nesymetrii a tím eliminuje systematickou chybu výstupního proudu.

### 2.3.1 Výstupní odpor

Z malosignálového modelu vychází rovnice[2]

$$r_{out} = r_{ds3} \frac{g_{m3}}{g_{m2}} g_{m1} \cdot r_T' \frac{R_L \cdot g_{m4}}{1 + R_L \cdot g_{m4}} \cong \frac{1}{2} r_{ds3} \cdot g_{m1} \cdot r_{ds1}, \quad (2.13)$$

kde

$$r_T' = r_{ds1} \parallel \left( R_L + \frac{1}{g_{m4}} \right) \cong r_{ds1} \parallel R_L \cong \frac{r_{ds1}}{2}. \quad (2.14)$$

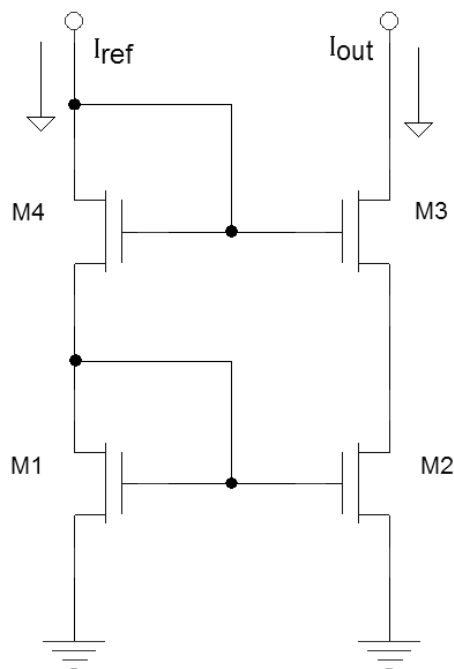
Což je, za předpokladu  $R_L \gg \frac{1}{g_{m4}}$ , v podstatě totožný výsledek jako u Wilsonova PZ. Lze ho tedy opět zjednodušit stejným způsobem. A výsledný odpor bude shodný s předchozím PZ.

### 2.3.2 Minimální výstupní napětí

Minimální výstupní napětí má toto PZ totožné s Wilsonovým PZ. Bude tedy(2.12)

$$U_{O,\min} = U_{GS} + U_{DS,\min}.$$

## 2.4 Kaskodové proudové zrcadlo



Obrázek 2.4: Kaskodové proudové zrcadlo

Jsou to v vlastně dvě obyčejná PZ zapojená za sebou, toto zapojení zvyšuje výstupní odpor, je to však vykoupeno vyšším výstupním napětím. Zapojením dalšího obyčejného PZ(trojitá kaskoda) lze ještě dále zvýšit výstupní odpor, avšak i minimální výstupní napětí tím stoupne o další  $U_{GS}$ . Pokud ovšem není výstupní napětí limitujícím faktorem, je toto zapojení velice výhodné, protože tranzistor M3 vyrovnává změny výstupního napětí a u udržuje napětí  $U_{DS2}$  stále přibližně stejné jako  $U_{DS1}$ , proto bude mít toto zapojení velký výstupní odpor.

### 2.4.1 Výstupní odpor

Rovnice z malosignálového modelu[1]

$$r_{out} = r_{ds2} \cdot r_{ds3} \cdot g_{m3} = r_{ds}^2 \cdot g_m \quad (2.15)$$

Pro trojitou kaskodu by výstupní odpor byl

$$r_{out} = r_{ds}^3 \cdot g_m^2 \quad (2.16)$$

### 2.4.2 Minimální výstupní napětí

Výstupní napětí je dáno napětím na source tranzistoru M3 a „bezpečným“ saturačním napětí tranzistoru M3,

$$U_{S3} = U_{GS1} + U_{GS4} - U_{GS3} = U_{GS} , \quad (2.17)$$

potom

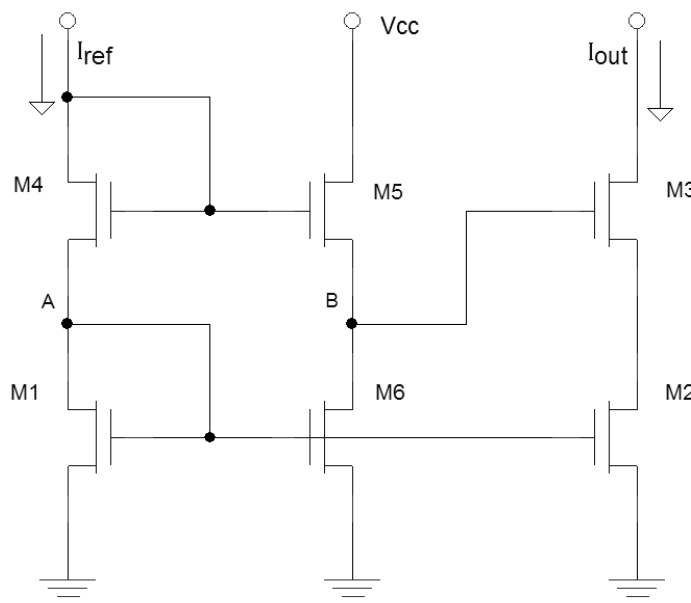
$$U_{O,\min} = U_{GS} + U_{DS,\min} . \quad (2.18)$$

Vidíme, že výsledek je stejný jako u Wilsonova zrcadla.

U zmiňované trojitě kaskody by to bylo

$$U_{O,\min} = 2 \cdot U_{GS} + U_{DS,\min} . \quad (2.19)$$

## 2.5 Upravené Kaskodové PZ pro nižší minimální $U_{out}$



Obrázek 2.5: Upravené Kaskodové proudové zrcadlo

Je to Kaskodové PZ doplněné o tranzistory M5 a M6, kde tranzistor M6 řídí proud tekoucí touto větví a tranzistor M5 posouvá napětí na gate tranzistoru M3 dolu.

Nevýhodou tohoto zapojení je, že snížení napětí  $U_{DS2}$ , sice dovolí nižší napětí na výstupu, ale zároveň si snížením  $U_{DS2}$  zavedeme systematickou chybu výstupního proudu, které bude nižší, než  $I_{in}$  podobně jako u widlarova PZ.

### 2.5.1 Výstupní odpor

Výstupní odpor bude stejný jako u kaskodového PZ (2.16)

$$r_{out} = r_{ds2} \cdot r_{ds3} \cdot g_{m3} = r_{ds}^2 \cdot g_m .$$



## 2.5.2 Minimální výstupní napětí

Nastavením vhodného rozdílu napětí mezi body A a B lze dosáhnout velmi malého výstupního napětí. Napětí na drainu tranzistoru M2 budeme chtít „bezpečné“ saturační

$U_{DS,min}$

Napětí v bodě B je tedy

$$U_B = U_{DS,min} + U_{GS3}$$

Napětí v bodě A je

$$U_A = U_{GS1}$$

Rozdíl mezi body A a B tedy bude

$$\Delta U_{BA} = U_B - U_A = U_{DS,min} + U_{GS3} - U_{GS1}$$

tento rozdíl musí dorovnat rozdílná napětí  $U_{GS4}$  a  $U_{GS5}$ . Tento rozdíl lze nastavit různým

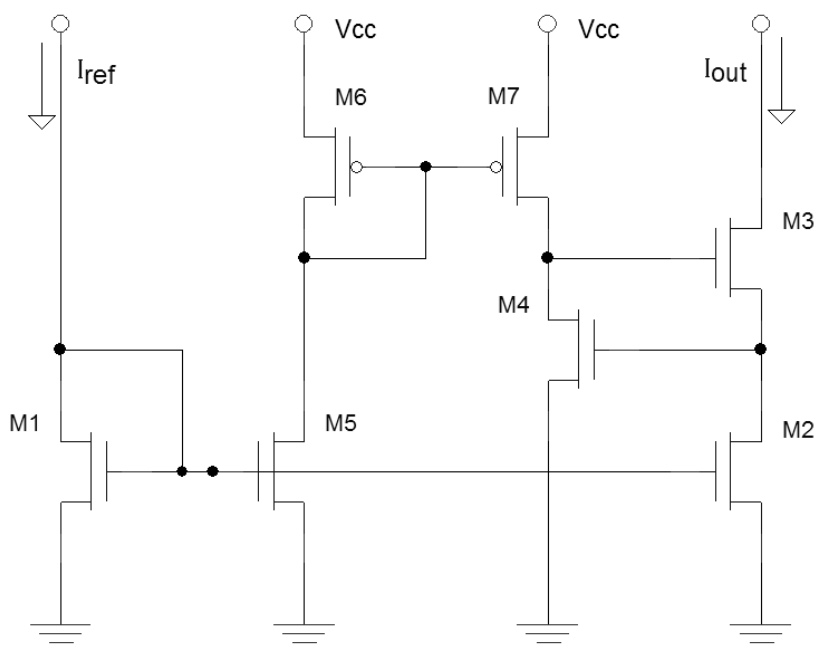
poměrem  $\frac{W}{L}$  a pracovním proudem, je tedy nezávislý na prahovém napětí (pokud budou tranzistory navrženy jako shodné) [1]

$$\Delta U_{BA} = \Delta U_{GS4} - \Delta U_{GS5} = \sqrt{\frac{2I_D L_4}{\mu C_{ox} W_4}} - \sqrt{\frac{2I_D L_5}{\mu C_{ox} W_5}} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu C_{ox}}} \cdot \left( \sqrt{\frac{L_4}{W_4}} - \sqrt{\frac{L_5}{W_5}} \right) \quad (2.21)$$

Teoretické minimální výstupní napětí

$$U_{O,min} = 2 \cdot U_{DS,min} \quad (2.22)$$

## 2.6 PZ s regulovanou kaskadou



**Obrázek 2.6: Proudové zrcadlo s regulovanou kaskodou**

Tranzistory M1 a M2 tvoří jednoduché proudové zrcadlo. Tranzistory M3, M4 vytváří zápornou zpětnou vazbu, která udržuje konstantní napětí  $U_{DS2}$  a tím stabilizuje výstupní proud a zvyšuje výstupní odpor. Tranzistory M5, M6 a M7 zrcadlí proud pro tranzistor M4. Funkce tranzistorů M3 a M4 je následující: pokud by kleslo napětí  $U_{DS2}$ , způsobilo by to přivření tranzistoru M4, a růst jeho  $U_{DS}$ , to je zároveň  $U_{GS3}$ , takže by se tranzistor M3 přiotevřel, kleslo by napětí  $U_{DS3}$  a tím by opět vzrostlo  $U_{DS2}$  a tím je stabilizováno.

### 2.6.1 Výstupní odpor

Rovnice získaná pomocí malosignálového modelu[2]

$$r_{out} = g_{m2} \cdot g_{m4} (r_{ds1} \parallel r_{ds2}) r_{ds3} \cdot r_{ds4} = \frac{1}{2} \cdot g_m^2 \cdot r_{ds}^3 \quad (2.23)$$

### 2.6.2 Minimální výstupní napětí

Minimální výstupní napětí je dáno pouze saturačním napětím tranzistoru M2, protože M3 může pracovat v lineárním režimu.

$$U_{O,min} = U_{DS,min}$$

## 2.7 Porovnání jednotlivých PZ

Pro vzájemné porovnání vlastností mnou diskutovaných proudových zrcadel, jsem všechna zrcadla odsimuloval v Cadence. Změřil jsem výstupní charakteristiky, minimální výstupní napětí, výstupní odpor a provedl jsem matching analýzu, která měří závislost možných nepřesností způsobených výrobním procesem na výstupní proud.

Pro jednodušší porovnání mají všechna zrcadla tranzistory NMOS s  $W = 15 \mu m$  a  $L = 5 \mu m$ , pouze upravené kaskodové zrcadlo má tranzistory M4 :  $W = 5 \mu m$ ,  $L = 15 \mu m$  a M5 :  $W = 30 \mu m$  a  $L = 1 \mu m$ .

Minimální výstupní napětí jsem odečítal z výstupních charakteristik a to tak, že jsem odečetl hodnotu výstupního napětí, od které měla výstupní charakteristika lineární průběh.

Výstupní odpor jsem také odečítal z výstupních charakteristik, a to v rozmezí  $U_{out,min}$  až do 3 V, případně 4 V, kdy se začal projevovat efekt velocity saturation, což se projevuje náhlým „ohnutím“ výstupní charakteristiku nahoru.

Přesnost zrcadlení jsem vypočítal jako poměr výstupního proudu při  $U_{out}=2$  V ku vstupnímu proudu.

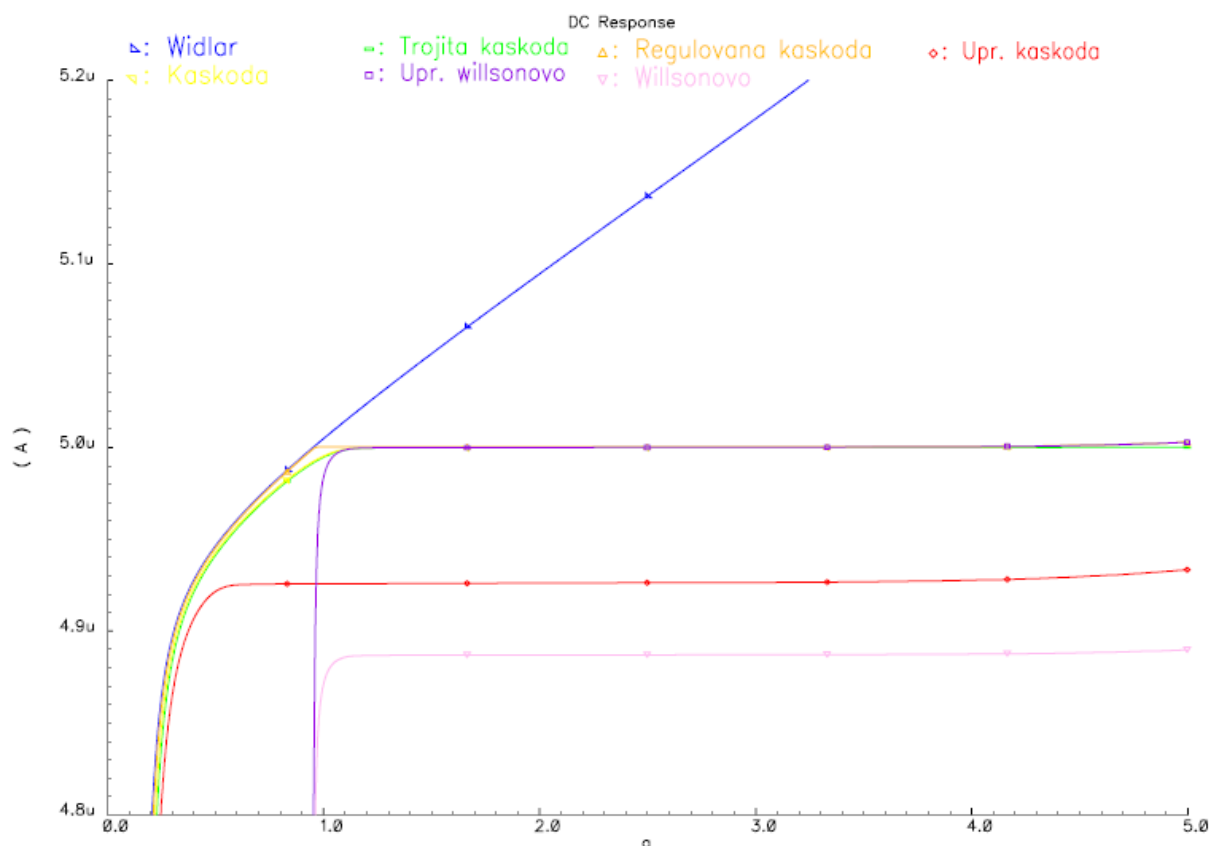
Matching analýza(nepřesnost způsobená neshodou tranzistorů). Tato analýza je součástí Cadence a porovnává statistický vliv neshody(rozptyl  $U_{Th}$  a  $K_p$ ) jednotlivých tranzistorů, s tím že určí které tranzistory mají jaký vliv a celkovou statistickou chybu při vhodně a nevhodně navrhnutém layoutu. Hodnota v tabulce(tabulka 1) je  $4\sigma$  pro vhodně zvolený layout, kde  $\sigma$  je směrodatná odchylka náhodné veličiny. Uvedené hodnoty jsou

vhodné spíše pro vzájemné porovnání jednotlivých PZ, než pro obecné porovnání proudových zrcadel.

**Tabulka 1: Porovnání vlastností jednotlivých PZ**

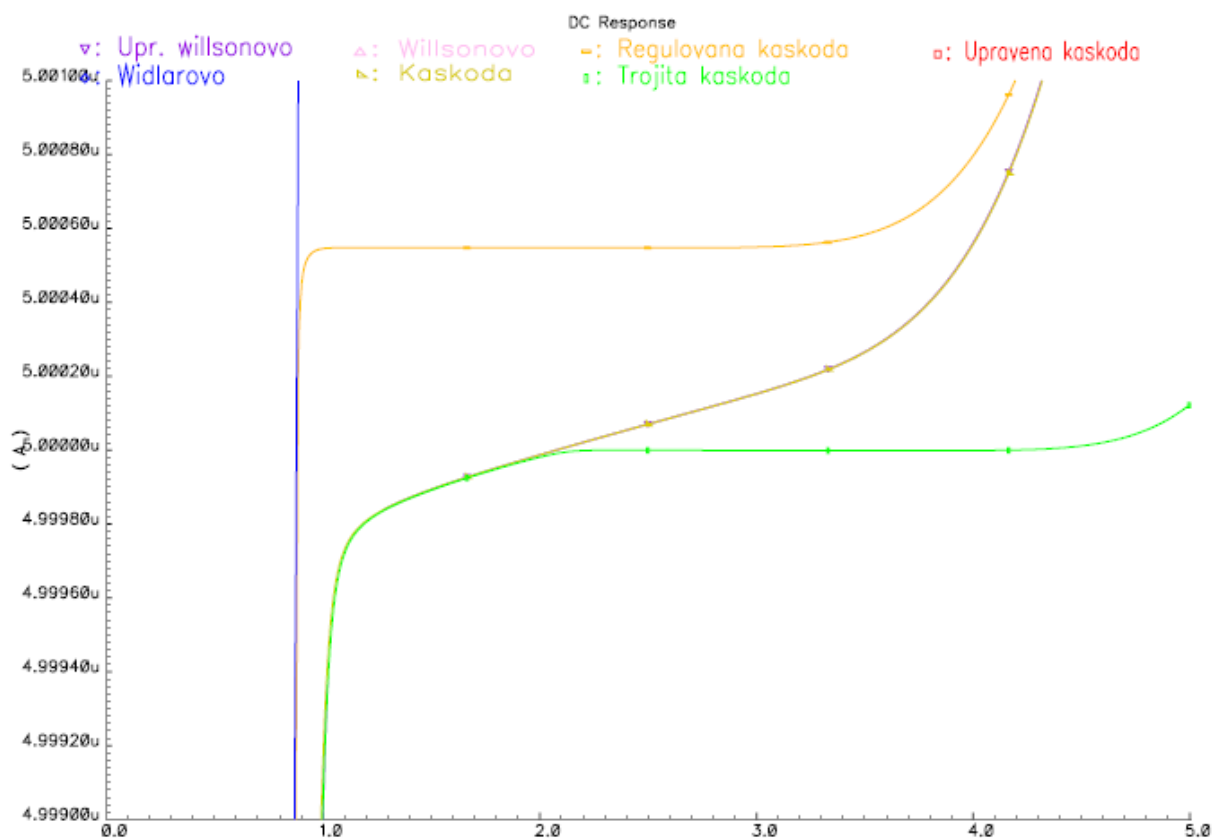
Charakteristický parametr zrcadla	Vzorec		Simulace v CADENCE			
	$r_{out}$	$U_{out,min}$	$r_{out}$	$U_{out,min}$	Přesnost zrcadlení	Matching analýza
Typ proudového zrcadla	[ $\Omega$ ]	[V]	[ $\Omega$ ]	[V]	$U_{out}/U_{in}$ [-]	[ $\mu A$ ]
Jednoduché	$r_{ds}$	$U_{DS,min}$	11M	0,5	1,02	0,046
Wilsonovo	$\frac{1}{2}r_{ds}^2 \cdot g_m$	$U_{GS} + U_{DS,min}$	6G	1,3	0,98	0,273
Vylepšené wilsonovo	$\frac{1}{2}r_{ds}^2 \cdot g_m$	$U_{GS} + U_{DS,min}$	6G	1,3	1	0,276
Kaskoda	$r_{ds}^2 \cdot g_m$	$U_{GS} + U_{DS,min}$	6G	1,3	1	0,541
Trojitá kaskoda	$r_{ds}^2 \cdot g_m$	$2 \cdot U_{GS} + U_{DS,min}$	10T	2,2	1	0,617
Vylepšená kaskoda	$r_{ds}^2 \cdot g_m$	$2 \cdot U_{DS,min}$	2,2G	0,6	0,985	0,483
Regulovaná kaskoda	$\frac{1}{2} \cdot g_m^2 \cdot r_{ds}^3$	$U_{DS,min}$	1,2T	1,0	1,0001	1,196

Pro přehlednost je zde i graf (obrázek 2.7) na kterém jsou výstupní charakteristiky všech výše porovnávaných typu proudových zrcadel.



**Obrázek 2.7: Výstupní charakteristiky proudových zrcadel (závislost  $I_{out}[A]$  na  $U_{out}[V]$ )**

Při větším přiblížení (obrázek 2.8) je dobře patrný rozdíl mezi kaskodou ze dvou a ze tří tranzistorů a také rozdíl těchto dvou oproti regulované kaskodě. Ačkoliv by se podle tabulky 1 mohlo zdát, že pokud kaskoda pracuje od  $U_{out} = 1,3 \text{ V}$  a trojitá kaskoda až od  $U_{out} = 2,2 \text{ V}$ , bude v rozsahu  $U_{out} = (1,3 \div 2,2) \text{ V}$  trojitá kaskoda již nepoužitelná, ale ve skutečnosti tomu tak není. V grafu (obrázek 2.8) je patrné že trojitá kaskoda při poklesu výstupního napětí pod  $U_{out} = 2,2 \text{ V}$  což je její  $U_{out,min}$ , klesne její výstupní odpor na úroveň obyčejné kaskody. Obdobně klesne výstupní odpor kaskody při poklesu pod  $U_{out} = 1,3 \text{ V}$  na úroveň výstupního odporu widlarova zrcadla.



Obrázek 2.8: Výřez z výstupní charakteristiky proud zrcadel (závislost  $I_{out}$ [A] na  $U_{out}$ [V])

### 3 Referenční zdroje proudu

Referenční zdroje proudu porovnáváme z hlediska stability výstupního proudu, neboli jeho nezávislost na vnějších vlivech, těmito vlivy bývá změna teploty, která způsobí změnu vlastností tranzistorů ( $V_{Th}$  a  $K_P$ ), a také působí na rezistory z nichž je odvozován výstupní proud. Další vlivy mohou být např.: rozkmit napájecího napětí, změna parametrů prvků vlivem výrobního procesu. Také je vhodné, aby referenční zdroj měl co nejnižší vlastní spotřebu a aby zabíral co nejmenší plochu na čipu.

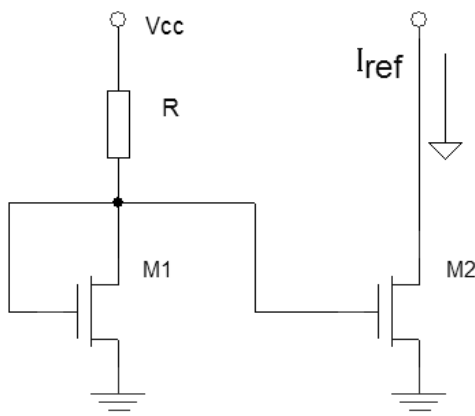
#### 3.1 Jednoduchá proudová reference

Jednoduchá proudová reference, skládá se z jednoho tranzistoru, na kterém je konstantní úbytek napětí (při konstantním  $U_{CC}$  a  $R_L$ ), odporu na němž je podle ohmova zákona závislý výstupní proud a druhého tranzistoru, který zrcadlí referenční proud na výstup.

Výstupní proud bude[1]:

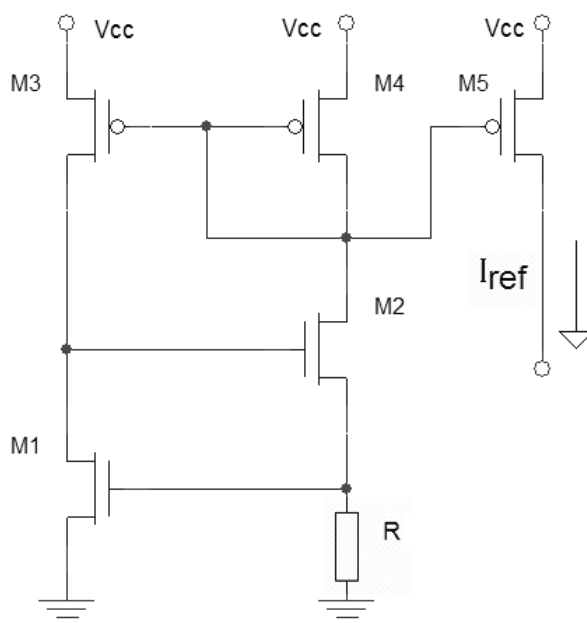
$$I_{Ref} = \frac{U_{CC} - U_{GS1}}{R_L} \quad (3.1)$$

Je vidět, že výstupní proud je přímo závislý na napájecím napětí  $U_{CC}$ , z toho plyne velká nepřesnost výstupního proudu.



Obrázek 3.1: Jednoduchá proudová reference

### 3.2 Self-biased proudová reference



Obrázek 3.2: Self-biased proudová reference

Self-biased proudová reference je na obrázku 3.2. Tranzistory M3 a M4 tvoří proudové zrcadlo, které zajišťuje shodnost proudů  $I_1$  a  $I_2$ . Proud tekoucí odporem R a tím napětí  $U_{GS1}$  je řízen tranzistorem M2, tento tranzistor je řízen napětím  $U_{DS1}$ , je to tedy uzavřená smyčka, která udržuje napětí na rezistoru konstantní a jeho velikostí je podle ohmova zákona určen referenční proud. Napětí  $U_{GS1}$ , které je stejné jako napětí na rezistoru, je popsáno dvěma rovnicemi 3.2 a 3.3, jejichž výpočtem dostaneme 2 řešení (za předpokladu rovnosti proudů ve obou větvích), jedno kdy  $I_1 = I_2 = I_{ref}$  (což je požadovaný výstupní proud) a druhý, kdy  $I_1 = I_2 = 0$ . Abychom měli zaručeno, že se obvod ustálí v požadovaném pracovním bodě, je třeba mu „pomoci“ tzv. startovacím obvodem.

Napětí na rezistoru se bude pohybovat kolem 1V (při technologiích s  $U_{Th} \cong 0,7V$ ). Pokud tedy budeme potřebovat velmi malé proudy budeme muset použít velké hodnoty odporů.

Napětí na rezistoru a tedy  $U_{GS1}$  bude

$$U_R = U_{GS1} = I_2 \cdot R. \quad (3.2)$$

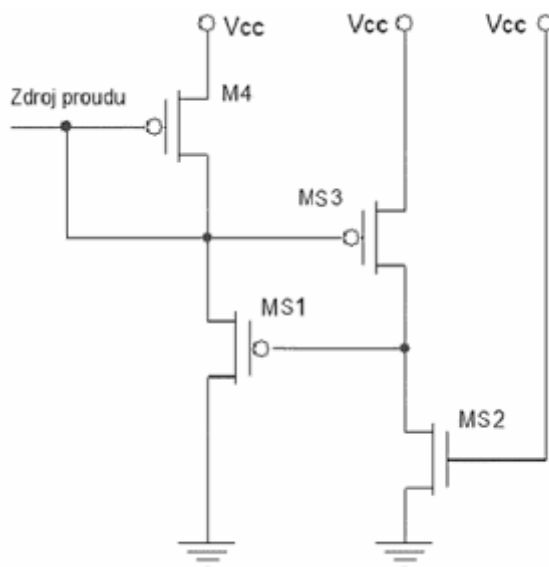
Z rovnice (2.2) pomocí rovnice (2.5) vyjádříme

$$U_{GS1} = U_{Th} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{\beta_1}}. \quad (3.3)$$



### 3.2.1 Startovací obvod

Všechny obvody, které se mohou nacházet ve dvou pracovních bodech, potřebují ke správné činnosti startovací obvod. Tento obvod má za úkol, zjistit zda se daný obvod nachází v nulovém pracovním bodě a pokud ano, tak přivedením vhodného proudu do vhodného uzlu, uvedení obvodu do správného pracovního bodu s tím, že poté nebude obvod dále ovlivňovat.



Obrázek 3.3: Možné zapojení startovacího obvodu

Tranzistor M2 má gate připojen na napájecí napětí, je tedy otevřen a pokud tranzistorem M4 neteče proud, bude zavřený i tranzistor M3 a tím klesne napětí na gate tranzistoru M1 až k 0, což tranzistor M1 otevře a začne jím protékat proud, tento proud poteče i tranzistorem M4, takže proudová reference začne pracovat. Proud Tranzistorem M4 bude zrcadlit tranzistor M3 a pokud tento bude mít velký parametr  $\beta$ , vzroste napětí na gate tranzistoru M1 a tím se zavře a nebude již dále ovlivňovat obvod proudové reference. Nevýhodou tohoto obvodu je vyšší spotřeba, způsobená proudem tekoucím přes tranzistory M2 a M3, který bude několikrát větší než referenční proud.

### 3.3 Proudová reference využívající $U_{BE}$ parazitního bipolárního tranzistoru

V technologii CMOS lze vytvořit bipolární tranzistor, v závislosti na použité technologii buďto NPN nebo PNP.

Na schématu je vidět zrcadlo z tranzistorů M1 a M2, které udržují stejný proud v obou větvích, v první větvi je bipolární tranzistor typu PNP zapojený jako dioda, napětí na diodě je exponenciálně závislé na proudu  $I_I$ , operační zesilovač udržuje stejné napětí také na odporu R. Kolem operačního zesilovače jsou dvě smyčky zpětné vazby, kladná v první větvi a v druhé větvi záporná. Závislost napětí na proudu je u odporu lineární, u diody exponenciální, zpětná

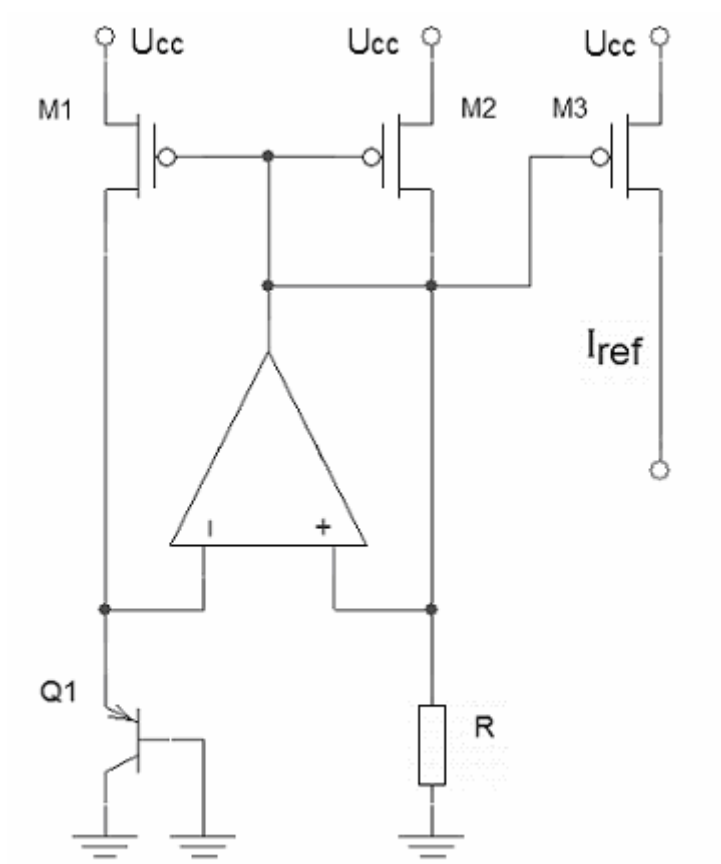
vazba u odporu, která je záporná tedy bude mít větší vliv a za předpokladu vysokého zesílení OZ a především nízkého offsetu bude platit

$$U_{BE} = U_R,$$

potom

$$I_{ref} = \frac{U_{BE}}{R} \quad (3.4)$$

Napětí na odporu se bude pohybovat kolem 0,7 V, pro proudy v řádu jednotek  $\mu\text{A}$  bude potřeba odpor v řádu stovek  $\text{k}\Omega$ .



**Obrázek 3.4: Proudová reference využívající  $U_{BE}$**

$U_{BE}$  je teplotně závislé, její teplotní koeficient je záporný a tím pádem zvyšuje teplotní závislost výstupního proudu na teplotě.

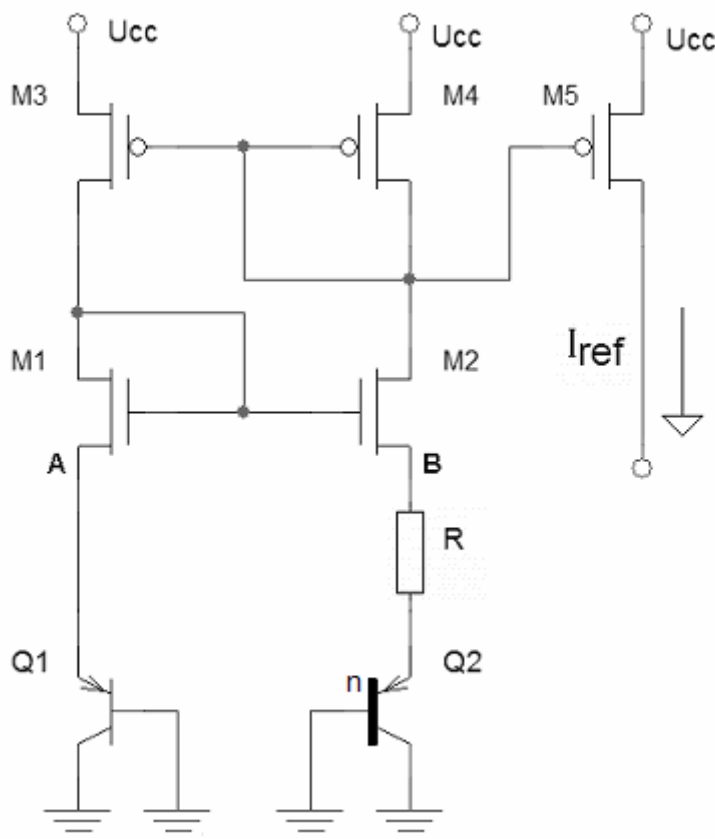
### **3.4 Proudová reference využívající teplotního napětí $U_T$**

Tento obvod využívá rozdílné hodnoty teplotního napětí dvou PNP tranzistorů, při různých velikostech jejich emitorů. Tranzistory M1 a M2 tvoří jedno proudové zrcadlo a

tranzistory M3 a M4 druhé, tato zrcadla udržují  $I_1=I_2$  a také udržují stejné napětí v bodech A a B, proto musí být  $\beta_1=\beta_2$  a  $\beta_3=\beta_4$ . Bipolární tranzistory mají různá  $U_{BE}$ , přesněji

$$U_{BE1}=U_{BE2} \cdot \ln(n),$$

kde  $n$  je poměr ploch emitorů.



**Obrázek 3.5: Proudová reference využívající  $U_T$**

Pokud mají tranzistory různá  $U_T$  (teplotní napětí), ale shodné proudy, budou mít rozdílná  $U_{BE}$  a tento rozdíl bude právě napětí na odporu.

$$U_R = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_1}{A \cdot I_{SS}} \frac{n \cdot A \cdot I_{SS}}{I_1}\right) = U_T \cdot \ln(n) . \quad (3.5)$$

A referenční proud tedy bude

$$I_{REF} = I_1 = \frac{U_T}{R} \cdot \ln(n) \quad (3.6)$$

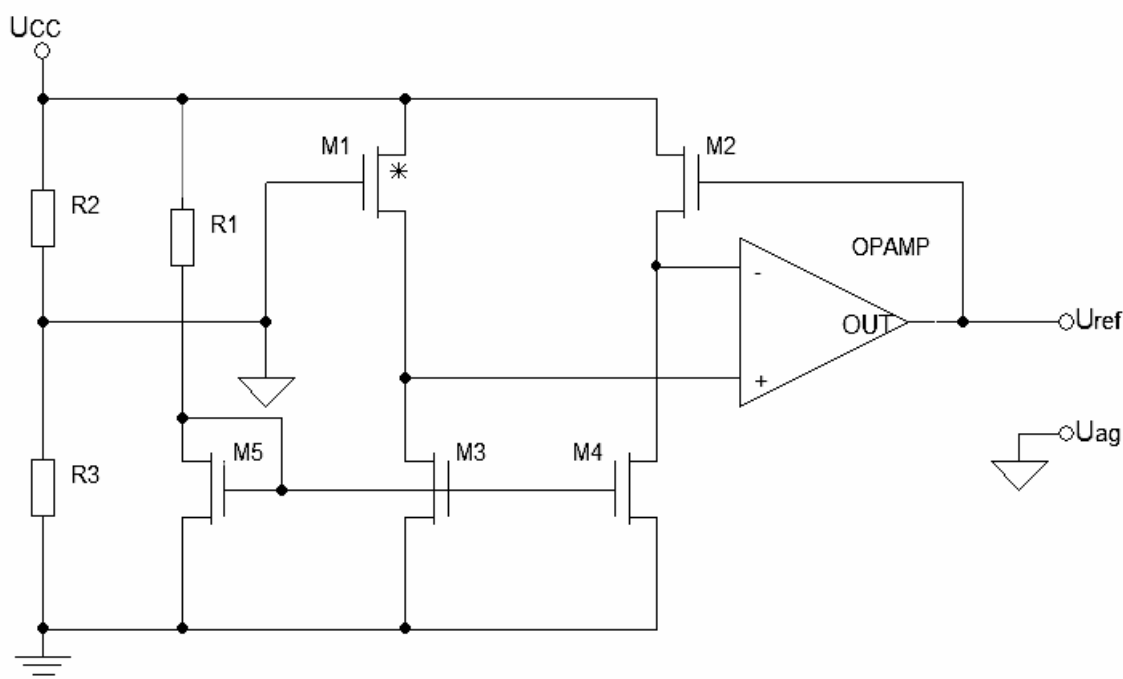
Při pokojové teplotě je  $U_T = 26mV$ , pokud by  $n$  bylo např. 8, byl by úbytek na odporu  $U_R = 26 \cdot \ln(8) = 54mV$ , s takovouto referencí tedy lze generovat i velmi malé proudy.

$U_T$  je přímo úměrné absolutní teplotě, jeho teplotní závislost částečně kompenzuje teplotní závislost na odporu.

### 3.5 Proudová reference využívající rozdíl $U_{Th}$

Pokud nám technologie výroby dovoluje vytvoření tranzistorů s různým prahovým napětím, lze toho využít při návrhu zdroje referenčního napětí, protože rozdíl mezi prahovým napětím obou tranzistorů je teplotně téměř nezávislý. A z takového teplotně nezávislého zdroje napětí lze odvodit referenční proud. Jeho teplotní závislost bude dána pouze integrovaným rezistorem  $R_{HIPO}$ .

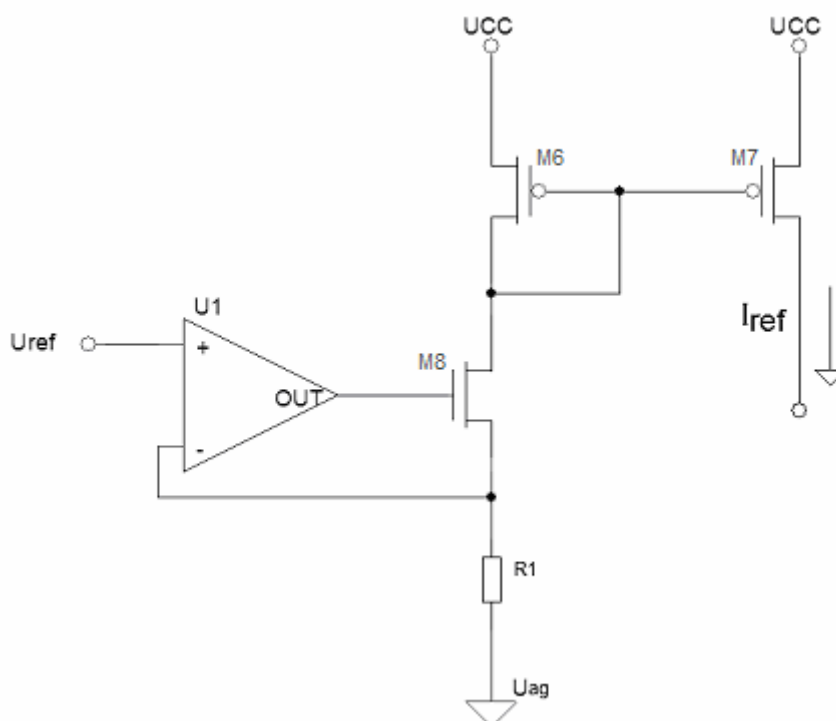
#### 3.5.1 Napěťové reference



Obrázek 3.6: Napěťová reference využívající rozdíl prahových napětí

Odpor  $R_1$  s tranzistorem  $M_5$  tvoří jednoduchou proudovou referenci a tranzistory  $M_3$  a  $M_4$  zrcadlí její proud. Tranzistory  $M_3$  a  $M_4$  jdou shodně, a tak jsou shodné i proudy tranzistorů  $M_1$  a  $M_2$ . Tranzistor  $M_1$  má nižší prahové napětí (označeno hvězdičkou) oproti  $M_2$  a tento rozdíl se projeví v rozdílu  $U_{GS}$ , který snímáme pomocí operačního zesilovače. Napětí  $U_{GS1}$  je dáno napětím děliče  $R_1$  a  $R_2$ . Tranzistor  $M_2$  je zapojen ve zpětné vazbě OZ, který  $U_{GS2}$  nastavuje tak, aby napětí na source obou tranzistorů byla stejná. Na výstupu OZ oproti potenciálu  $U_{ag}$ , což je analogová zem a měla by to být polovina  $U_{cc}$ , tedy bude rozdíl prahových napětí tranzistorů  $M_1$  a  $M_2$ .

### 3.5.2 Převodník napětí/proud



Obrázek 3.7 : Převodník referenčního napětí na proud

Popis funkce: ihned po zapnutí neteče přes větev, kde je tranzistor M6, žádný proud a veškeré napětí je tedy na tranzistoru M8, který je zcela zavřený. Na neinvertující vstup operačního zesilovače je přiváděno konstantní napětí (větší než  $U_{ag}$ ) a na invertujícím vstupu je potenciál analogové země  $U_{ag}$ , na neinvertujícím vstupu je tedy větší potenciál a proto na výstupu operačního zesilovače poroste napětí, které bude otvírat tranzistor M8, čímž na něm bude klesat napětí, to naopak bude stoupat na tranzistoru M6 který se začne otvírat a začne jím protékat proud, tento proud poteče i přes odpor R1, na němž vytvoří úbytek napětí  $U_{R1}$ , který je připojen na invertující vstup, proto bude stoupat tak dlouho, dokud se nebude rovnat  $U_{ref}$ . Napětí  $U_{R1}$  ubírá část napětí pro tranzistory M8 a hlavně M6 a také zvyšuje prahové napětí tranzistoru M8. Proto musí být zesílení OZ dostatečně velké aby se obvod dostal do pracovního bodu, což by ovšem neměl být problém, pokud bude referenční napětí dostatečně malé.

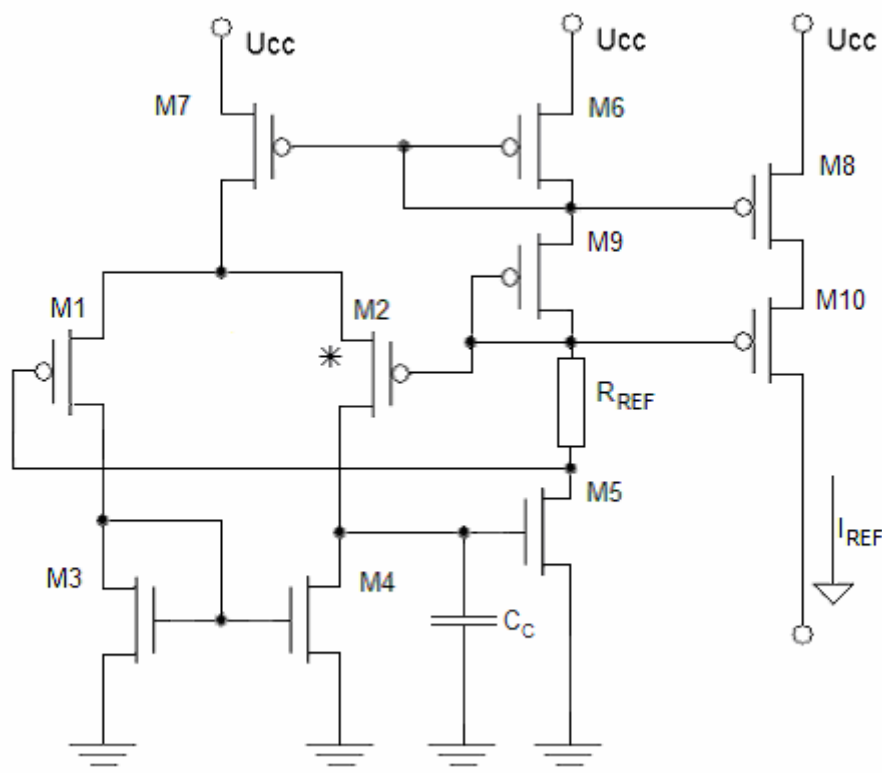
Za předpokladu správné funkce obvodu spočítáme pracovní proud jednoduše pomocí ohmova zákona z referenčního napětí a velikosti odporu.

## 4. Návrh zdroje proudu

V této kapitole uvedu, jak jsem postupoval při návrhu a výpočet důležitých parametrů a charakterizaci výsledného zapojení.

### 4.1 Návrh zapojení

Pro referenční zdroj proudu použiji odvození výstupního proudu z rozdílu prahového napětí  $V_{Th}$  PMOS tranzistorů, protože má tato reference velmi malou závislost na teplotě a je závislá pouze na teplotní změně integrovaného odporu, tato změna je pro všechny odpory na čipu stejná a proto nemusí být tato teplotní závislost nežádoucí. Hlavní nevýhodou tohoto principu proudové reference je závislost na rozptylu parametrů při výrobním procesu.



Obrázek 4.2 : Proudová reference odvozená z rozdílu  $V_{Th}$

Zapojení z kapitoly 3.5 je však pro námi použitou technologii nepoužitelné, protože počítá s možností změny prahového napětí u NMOS tranzistorů. Já mám k dispozici pouze tranzistory PMOS s rozdílnými  $V_{Th}$ . Další nevýhodou zapojení z kapitoly 3.5 je použití operačního zesilovače, který zabírá, především kvůli kompenzační kapacitě, velkou plochu na čipu. Proto jsem využil zapojení, které implementuje proudovou referenci do operačního zesilovače.

### 4.1.1 Zdroj referenčního proudu

Zapojení je v podstatě operační zesilovač, který má ve výstupní větvi navíc rezistor a na něj jsou připojené oba vstupy OZ, tyto vstupy fungují jako zpětná vazba, která udržuje napětí na rezistoru  $U_R$  rovné rozdílu  $U_{GS}$  tranzistorů M1 a M2, který by se při vhodně zvolených velikostech tranzistorů a pracovního proudu měl rovnat právě rozdílu prahových napětí. Z napětí  $U_R$  a odporu  $R_{REF}$  je určen proud, z něhož je odvozen výstupní, ale také pracovní proud pro M1 a M2. Dalším prvkem, který je zde oproti OZ navíc je tranzistor M9, který posouvá napětí na terminálu drane tranzistoru M7 a také zvyšuje výstupní odpor proudového zrcadla na výstupu.

Problémem při návrhu tranzistorů v diferenčním páru, tedy M1 a M2 je vliv výrobního procesu. Příčinou tohoto problému je větší změna  $U_{Th}$  u Low  $V_T$  PMOS tranzistoru oproti obyčejnému PMOS. Z důvodu velkého množství rovnic a proměnných jsem se raději než pro výpočet vhodných poměrů  $W/L$  při kterém by měl výrobní proces nejnižší vliv, rozhodnul pro zvolení a odsimulování několika vzorků s ohledem na výpočty pro typické hodnoty a zvolení konečné hodnoty ze simulací.

Protože tranzistory M1 a M2 mají různé velikosti parametru  $K_P$ , mělo by platit  $\beta_1 = \beta_2$  a proto

$$\frac{\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_2}{L_2}} = \frac{K_{P2}}{K_{P1}}.$$

Velikost tranzistorů M1 a M2 by měla být co největší, aby se co nejméně projevil nežádoucí jevy při výrobě, jako je např. podleptání. Rozměry tranzistoru M2 jsem zvolil  $W=10\mu m$ ,  $L=20\mu m$  a tranzistor pro M1 jsem dopočítal  $W=10,9\mu m$ ,  $L=20\mu m$ . Při těchto rozměrech a pracovním proudu  $I_D=2,5\mu A$  vychází saturační napětí  $U_{DS,sat}=0,55 V$ .

Tranzistory M3 a M4 tvoří proudové zrcadlo, které udržuje  $I_{D1}=I_{D2}$ .

Tranzistor M5 tvoří spolu s M6 zesilovací stupeň, a měl by být napočítán aby přesnost zrcadla M3 a M4 byla co největší tak, aby

$$U_{DS3} = U_{DS4} = U_{GS4} = U_{GS5},$$

potom

$$\frac{\frac{W_4}{L_4}}{\frac{W_5}{L_5}} = \frac{I_{D4}}{I_{D5}}$$

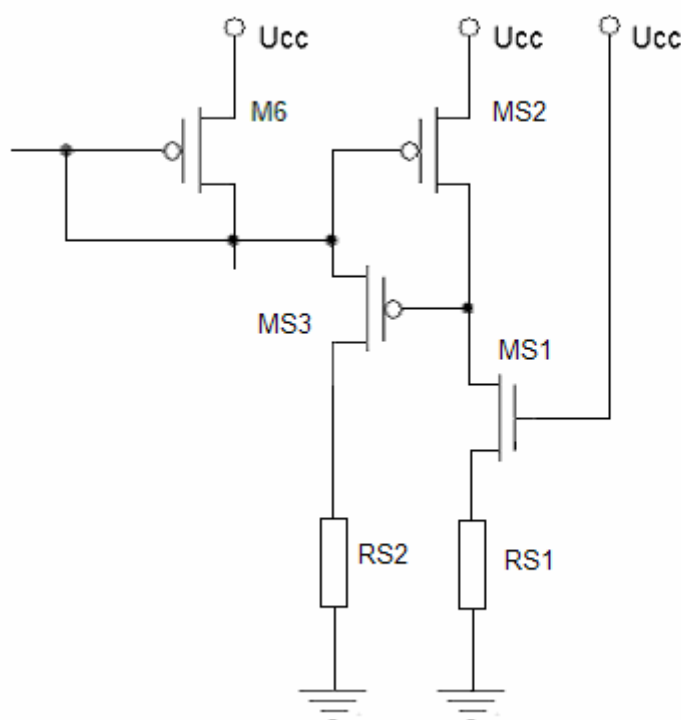
Tranzistory M6, M7, M8, M9 a M10 jsou pouze proudová zrcadla s převodním poměrem 1, jsou to tedy shodné tranzistory, jejichž velikost je vypočtena z pracovního proudu a zvoleného saturačního napětí pomocí rovnice (2.3).

Na výstupu je ještě jedno proudové zrcadlo které může rozvádět referenční proud po celém čipu. Velikost tranzistorů jsem opět vypočítal pomocí vzorce (2.3), u tranzistorů, které zrcadlí proud jsem zvolil délku kanálu  $L=5\mu\text{m}$  a u tranzistorů, které zvyšují výstupní odpor jsem pro úsporu plochy zvolil délku kanálu  $L=3\mu\text{m}$ .

Velikost rezistoru  $R_{\text{REF}}$  je vypočtená tak, aby při rozptylu parametrů vlivem teploty a výrobního procesu byla hodnota  $5\mu\text{A}$ , což je požadovaná hodnota, uprostřed výstupního rozsahu. Při hodnotě rezistoru  $R_{\text{REF}}=47\text{k}\Omega$  je výstupní rozsah proudu  $I_{\text{OUT}} = (4,3 \div 5,75)\mu\text{A}$  v rozsahu teplot  $\tau = (-20 \div 80)^\circ\text{C}$ .

#### 4.1.2 Startovací obvod

Protože pracovní proud obvodu je odvozen z výstupního proudu, který je ihned po sepnutí nulový, je potřeba použít startovací obvod.



Obrázek 4.3 : Startovací obvod

Použil jsem startovací obvod z kapitoly 3.2.1, a pro snížení spotřeby ve chvíli, kdy obvod pracuje a startovací obvod je v nečinnosti (kromě hlídání např.: krátkodobého výpadku napájení) jsem do obvodu přidal rezistor RS1. Na něm se vytváří úbytek, který snižuje UDS tranzistorů MS1 a MS2 a také posunuje potenciál source tranzistoru MS1 nad substrát, čímž zvyšuje jeho prahové napětí a tím ho přivírá. Jeho velikost jsem zvolil 200k, tato hodnota je ještě přijatelná z hlediska plochy na čipu, navíc při další zvyšování velikosti tohoto rezistoru

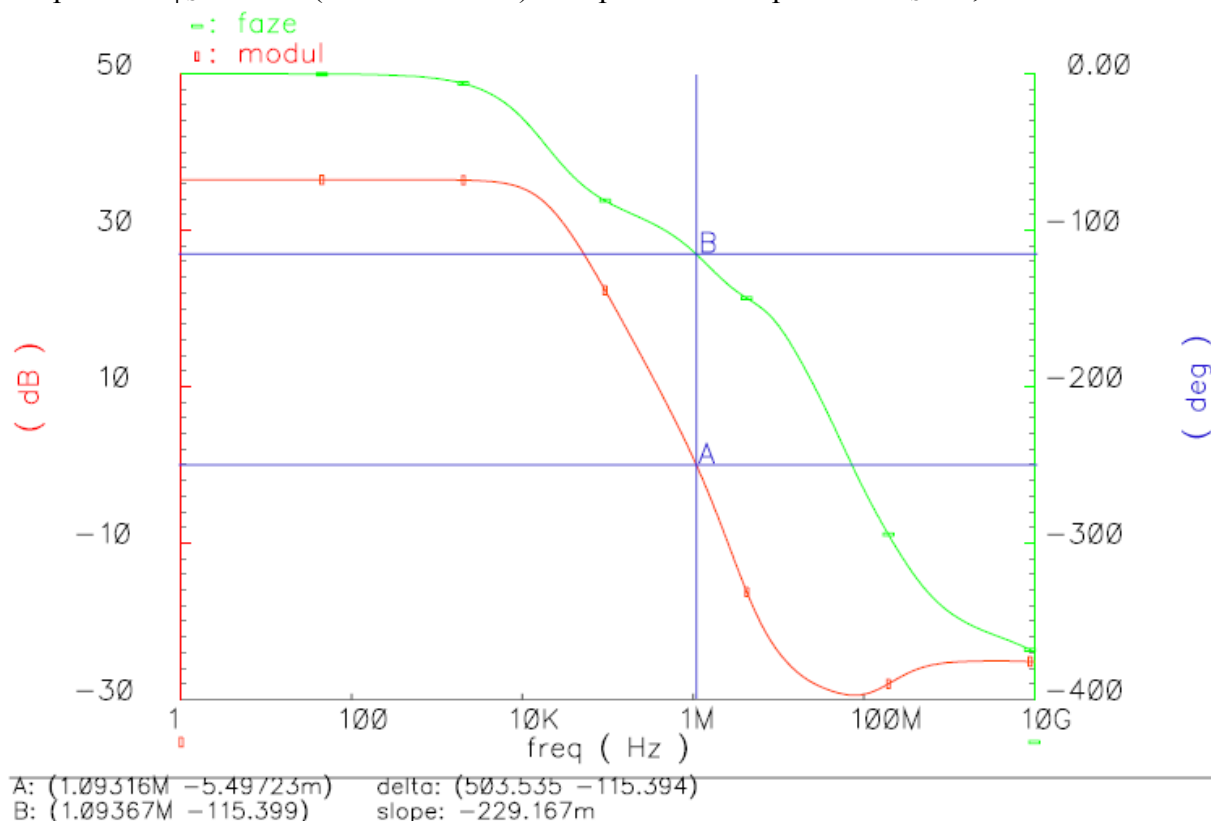


klesá spotřeba obvodu méně. Po provedení přechodové analýzy jsem ještě přidal rezistor RS2, který omezuje proudovou špičku při spouštění obvodu.

### 4.1.3 Kmitočtová kompenzace

Protože je v obvodu zpětná vazba, je třeba změřit zesílení rozpojené smyčky při vyšších kmitočtech a pokud obvod nesplňuje některé kritérium stability, je třeba použít kompenzační kapacitu.

S použitím kompenzační kapacity  $C_C=2,4$  pF, zapojené mezi zem a terminál gate tranzistoru M5, který tvoří společně s M6 zesilovací stupeň, jsem dosáhnul fázové bezpečnosti  $\varphi_S=65^\circ 36'$  (viz obrázek 4.4) a amplitudové bezpečnosti  $A_S=26,5$  dB.



Obrázek 4.4: Frekvenční charakteristika s vyznačením fázové bezpečnosti

### 4.1.4 Výstupní proudové zrcadlo

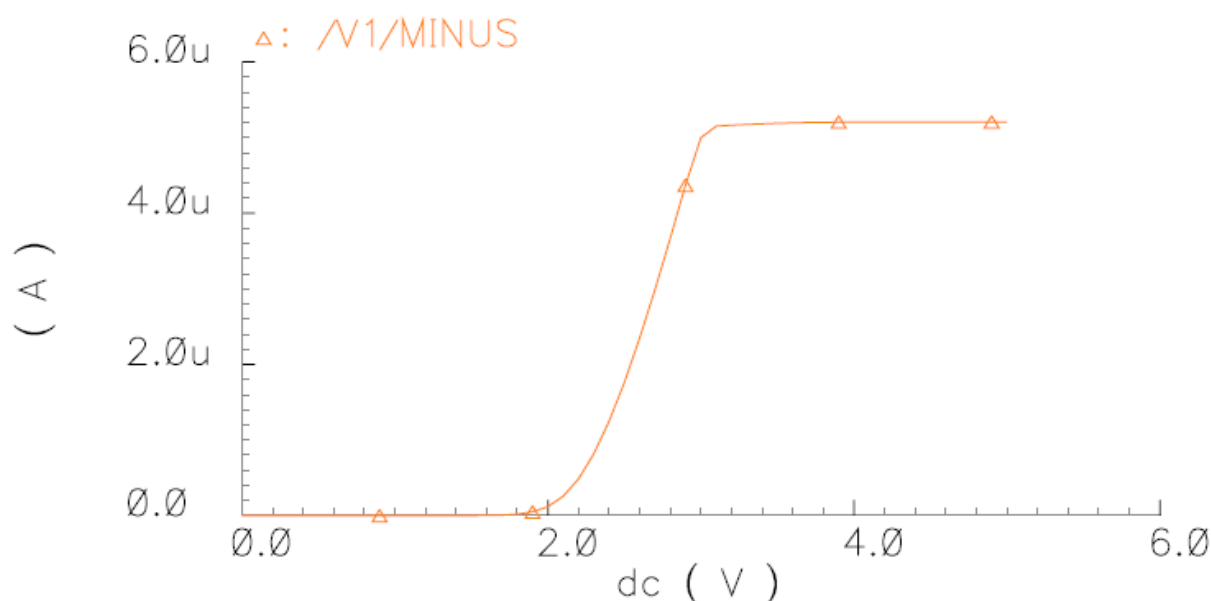
Na výstup jsem se rozhodl použít kaskodové proudové zrcadlo, které má dostatečný výstupní odpor, dostačující výstupní rozsah a je složeno pouze ze 4 tranzistorů, z nichž 2 mohou být navíc sdíleny pro více výstupu.

Schéma zapojení s velikostí všech prvků a také layout je v příloze.

## 4.2 Charakterizace zapojení

Popis a simulace vlastností navrženého obvodu. Protože se jedná o zdroj proudu, uvažují jako závislou proměnou vždy výstupní proud, i když to není přímo uvedeno.

### 4.2.1 Závislost na napájecím napětí



Obrázek 4.5: Závislost výstupního proudu na napájecím napětí

Z grafu (obrázek 4.5), je vidět, že je obvod schopen pracovat již od 3V. Závislost výstupního proudu na rozkmitu napájecího napětí v pracovním bodě ( $U_D=5V$ ) je  $PSRR = 850 \text{ pA/V}$ , což je velmi dobrá hodnota.

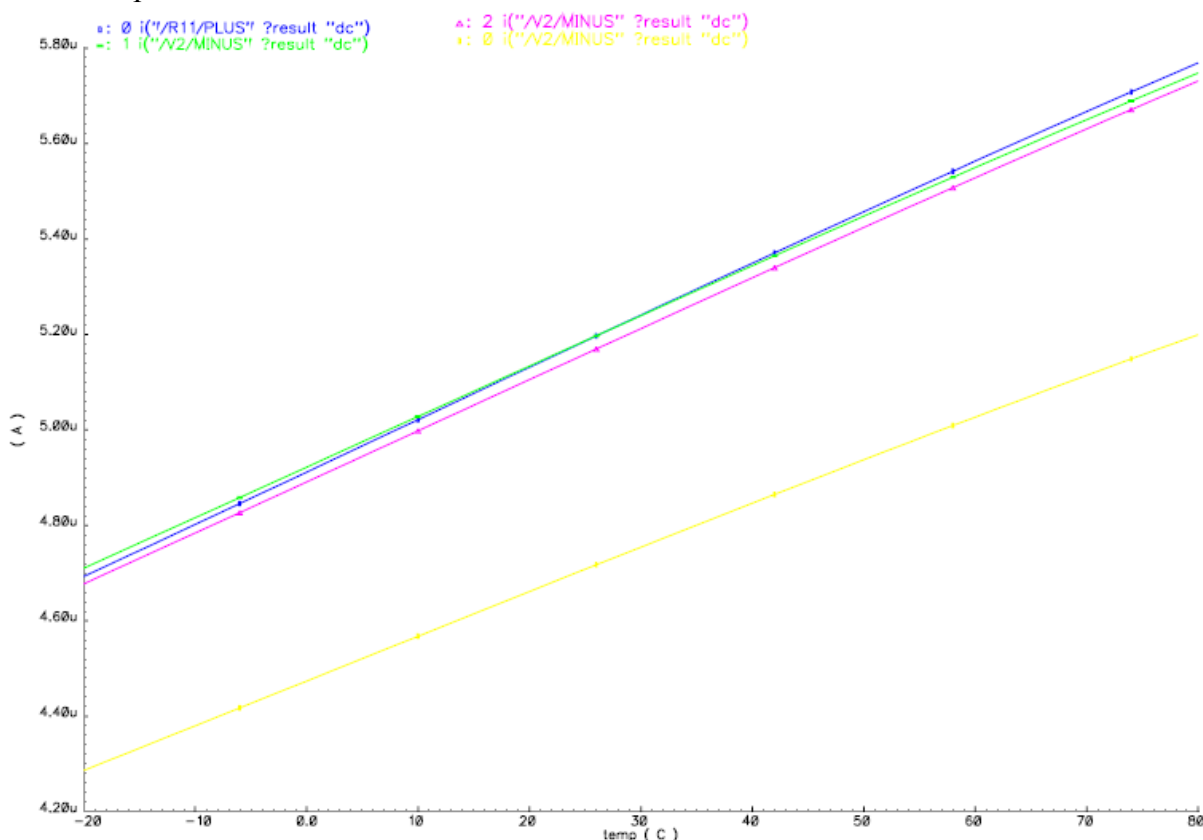
### 4.2.2 Závislost na procesu a teplotě

Teplotní závislost napětí, z něž je odvozován výstupní proud je velmi malá, navíc poměrem  $W/L$  tranzistorů M1 a M2 lze nastavit lokální extrém tohoto napětí do středu požadovaného teplotního rozsahu, což ještě více sníží vliv teploty. Teplotně závislý je však rezistor  $R_{REF}$  z něhož je referenční proud odvozován. Tento rezistor je typu  $R_{HIPO}$  a jeho teplotní koeficient je  $TKR \cong 2000 \text{ ppm} \cdot K^{-1}$ .

Rozptyl parametrů  $K_P$  a  $U_{Th}$  při výrobním procesu je dalším zásadním vlivem zvyšujícím nepřesnost výstupního proudu. Jeho chyba může dosáhnout až  $\pm 5,5\%$ . Ještě větší nepřesnost způsobenou výrobním procesem vnáší již zmiňovaný rezistor  $R_{REF}$ , jehož chyba může být až 25%, ovšem tato chyba se projeví na všech tranzistorech, které jsou na čipu blízko u sebe a jsou shodně orientovány, stejným způsobem, takže pokud by z tohoto

referenčního proudu bylo odvozováno napětí pomocí rezistoru typu  $R_{HIPO}$ , vliv procesu a teploty na rezistory by se vyrušil.

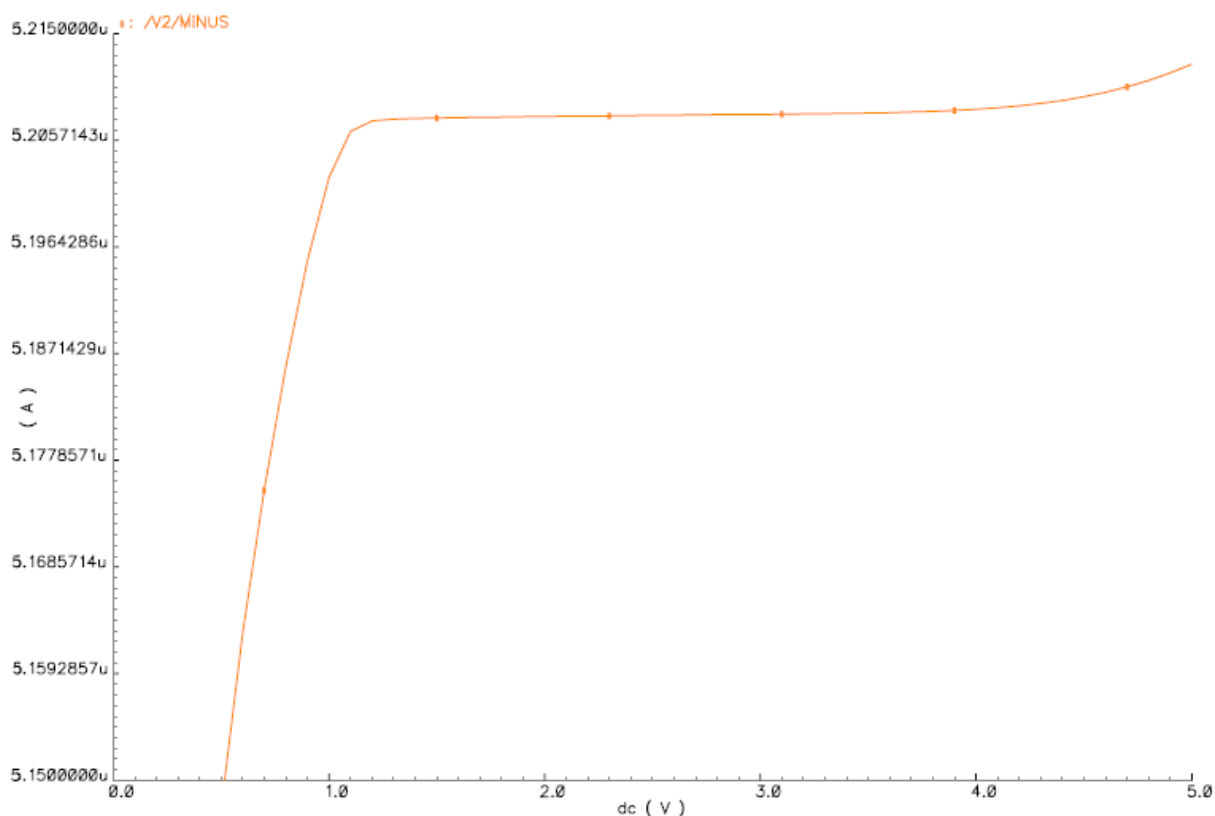
Na grafu (obrázek 4.6) je zobrazen výstupní proud v závislosti na teplotě, která se projeví sklonem křivky, a výrobním procesem což jsou 3 různé křivky a poté je zde zobrazen ideální  $I_{HIPO}$  (modrá přímka), proud odvozený od  $R_{HIPO}$ . Z hlediska závislosti na výrobním procesu jsem uvažoval pouze rozptyl  $U_{Th}$  a  $K_P$  u PMOS tranzistorů, protože rozptyl parametrů u NMOS tranzistorů je zanedbatelný a rozptyl velikosti rezistorů je 25% a lze tedy jeho vliv snadno dopočítat.



Obrázek 4.6: Graf závislosti výstupního proudu na teplotě a procesu a porovnání s ideálním  $I_{HIPO}$

#### 4.2.3 Výstupní odpor

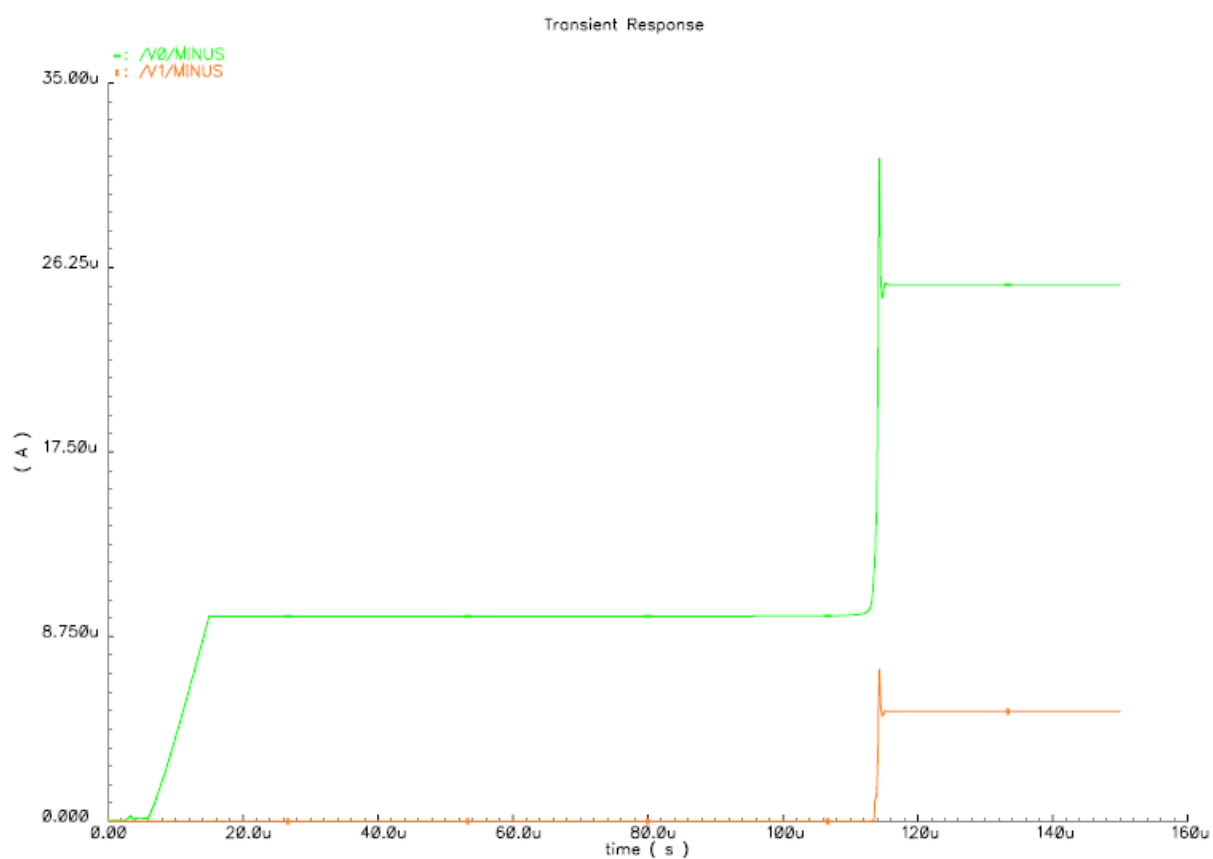
Výstupní odpor je dán kaskodovým zrcadlem na výstupu. Z výstupní charakteristiky (obrázek 4.7) jsem vypočítal výstupní odpor  $r_{out} = 3,3G\Omega$  v rozsahu  $U_{OUT} = (1,4 \div 4)V$ .



Obrázek 4.7: Část výstupní charakteristiky

### 4.2.3 Spouštění obvodu a spotřeba

Na grafu časové analýzy (obrázek 4.8) jsou dva průběhy, zelená křivka je proud odebíraný zdrojem proudu, tedy proud udávající spotřebu zdroje a červená křivka je průběh výstupního proudu. Po zapnutí napájení pracuje obvod za  $t_N = 115 \mu s$ . Toto zpoždění je způsobeno nabíjením kompenzační  $C_C$ . Spotřeba obvodu je typicky  $25 \mu A$ , což je při napájecím napětí  $U_D = 5 V$  spotřeba  $P = 125 mW$ .



Obrázek 4.8: Průběh spouštění obvodu(napájecí proud-zelená, výstupní proud-červená)

## 5. Závěr

V bakalářské práci jsem analyzoval a odsimuloval 7 typů proudových zrcadel a několik typů referenčních zdrojů proudu. Poté jsem navrhnul referenční zdroj proudu využívající rozdíl prahových napětí u PMOS tranzistorů a k této referenci i proudové zrcadlo které rozděluje výstupní proud do více větví. Obvod jsem navrhoval v programu Cadence, po odsimulování všech vlastností jsem navrhnul layout obvodu, velikost tohoto layoutu je 210 $\mu$ m, což je šířka standardní buňky a délka je 125 $\mu$ m. Výkres layoutu je v příloze.

Rozkmit výstupního proudu proudové reference v závislosti na výrobním procesu a teplotě je  $I_{OUT} = (4,3 \div 5,75)\mu A$  v rozsahu teplot  $\tau = (-20 \div 80)^{\circ}C$ , kde ovšem není počítáno z rozptylem rezistoru  $R_{HIPO}$  vlivem procesu. Závislost na napájecím napětí je  $PSRR = 850 \text{ pA/V}$ . Spotřeba obvodu je, především vlivem startovacího obvodu  $P=125 \text{ mW}$ .

Pokud by byl obvod použit pro biasování jednodušších bloků, jsou jeho parametry dostačující. Pokud by byl využit jako zdroj proudu  $I_{HIPO}$ , a který by byl rozváděn po čipu a z něj by bylo odvozováno napětí pomocí rezistoru typu HIPO, závislost tohoto napětí by byla mnohem menší než je výstupní proud tohoto zdroje.

Pokud bych měl na úpravu obvodu více času, použil bych nejspíš jiný startovací obvod a také bych se pokusil o teplotní kompenzaci rezistoru  $R_{HIPO}$ .

Dosažené výsledky jsou horší, než jsem původně předpokládal, ale vzhledem k použité technologii jsem s nimi spokojen.

## Seznam použité literatury

- [1] FUJCIK, L., BEČVÁŘ, D., MUSIL, V. *Metody návrhu digitálních integrovaných obvodů - přednášky*, 2006. s. 118 . ISBN MEL605
- [2] MUSIL, V., PROKOP, R. *Návrh analogových IO\_P*. první vyd. Brno: NEUVEDEN, 2003. s. 120 . ISBN MEL118
- [3] J.BRZOBOHATÝ, V. MUSIL, P. ŠTEFFAN. *Analogové integrované obvody. Elektronický studijní text*. 2006. VUT FEKT Brno. 126 str. Brno: 2006. s. 1-126. ISBN: MEL301.
- [4] BIOLEK, D. *Modelování a simulace v mikroelektronice*. MEL501. Brno: FEKT VUT Brno, 2005. s. 1-136. ISBN: MEL501.
- [5] *Circuit Sage* [online]. c2003 , 12/29/2003 [cit. 2008-05-26]. English. Dostupný z WWW: <<http://www.circuitsage.com/bandgap.html>>

## Seznam použitých symbolů:

$I$	[A]	Elektrický proud
$U$	[V]	Elektrické napětí
$R$	[ $\Omega$ ]	Elektrický odpor
$r$	[ $\Omega$ ]	Elektrický odpor pro malé signály
$C$	[F]	Kapacita
$g_m$	[S]	Přenosová vodivost
$W$	[ $\mu\text{m}$ ]	Šířka kanálů MOS tranzistoru
$L$	[ $\mu\text{m}$ ]	Délka kanálů MOS tranzistoru
$K_p$	[ $\text{A} \cdot \text{V}^{-2}$ ]	Technologický vodivostní parametr
$\beta$	[ $\text{A} \cdot \text{V}^{-2}$ ]	Vodivostní parametr
$\lambda$	[ $\text{V}^{-1}$ ]	Koeficient modulace $L$ v saturaci
TKR	[ $\text{K}^{-1}$ ]	Teplotní koeficient rezistoru
PSRR	[ $\text{A} \cdot \text{V}^{-1}$ ]	Power Supply Rejection Ratio-Závislost proudu na rozkmitu napájecího napětí
$t$	[s]	Čas
$P$	[W]	Výkon

## Seznam příloh

Příloha 1: Schéma zdroje proudu

Příloha 2: Layout zdroje proudu

